

DIGITALIZAÇÃO DA LINHA DE ASSINANTE: MODELAMENTO E SIMULAÇÃO

José Pedro de Freitas
Maria das Graças de Almeida
Ivanil Sebastião Bonatti
José Cláudio Geromel

Departamento de Telemática
FEE - UNICAMP
C.P. 6101 - CEP 13081 - Campinas - SP

Resumo

Neste artigo é apresentado um pacote de software incorporando novos modelos matemáticos para auxílio ao projeto de linhas digitais de assinantes. Os aspectos predominantes das linhas de assinantes, tais como: velocidade de propagação, impedâncias de entradas e saídas, estruturas topológicas, etc, são considerados. Os novos modelos matemáticos descrevem as linhas de assinantes no domínio do tempo e da frequência. Como resultados deste trabalho são apresentados respostas em frequência, diagramas de olhos, densidades espectrais de potência, filtros equalizadores, respostas no tempo para qualquer sinal de entrada, e respostas de eco para qualquer terminação de linha.

Abstract

In this paper a software package incorporating new mathematical models assisting in the design of digital subscriber lines such as: velocity of propagation input and output impedances, topological structure, and bridged taps. The new mathematical models describe throughly the subscriber line both in time and frequency domains. As a result, Fourier transformer function, eyes diagrams, power density spectrum, equalizer filters, time response for any line termination echo response are available to the designer.

1. INTRODUÇÃO

A digitalização da rede telefônica iniciou-se pelos sistemas de transmissão empregados na rede tronco e pelos equipamentos de comutação.

Atualmente, reconhece-se a nível mundial, as vantagens da digitalização da rede local viabilizando a integração de serviços de comunicações de voz e dados. Tal rede é denominada Rede Digital de Serviços Integrados (RDSI) [2, 4, 5].

A transmissão digital na linha de assinante não é um problema trivial e é objeto de estudos e pesquisas em vários países do mundo. As pesquisas concentram-se principalmente em sistemas de transmissão para o acesso básico definido pelo CCITT, com o arranjo denominado 2B+D, onde B é um canal de 64 Kbit/s para informações de voz ou dados e D é um canal de 16 Kbit/s para informações de baixa taxa.

Os meios físicos de transmissão da rede local são em geral, cabos multipares de cobre que foram projetados para transmitir sinais na faixa de voz (0-4 KHz). Estes cabos e as estruturas que os acomodam (dutos, caixas subterrâneas, etc.) representam uma parcela considerável dos investimentos aplicados. Sendo assim, o meio de transmissão da rede local não pode ser substituído em gran-

de escala, curto ou médio prazo, por cabos metálicos específicos para transmissão digital ou por fibras ópticas. A linha de assinante é um meio heterogêneo e com características incertas, é constituída por um número inconstante de seções de comprimento não padronizado, nas quais a bitola dos fios pode ser 19, 22, 24 ou 26 AWG. Além disso, pode apresentar derivações terminadas em circuito aberto, que afeta significativamente a transmissão digital [4, 5].

As derivações tem um papel crítico na capacidade das linhas de assinante para a transmissão digital, são terminadas em aberto e, em consequência comportam-se como circuitos sintonizados. Nestes casos, tentativas de equalização da linha pelas técnicas convencionais são praticamente impossíveis.

As derivações constituem a fonte preponderante de reflexões na linha. Quando pulsos são transmitidos em linhas com derivações, pulsos refletidos com a mesma polaridade vão adicionar-se com atraso à sequência original de pulsos, resultando assim numa degradação do sinal digital recebido e cuja intensidade dependerá da configuração particular de derivações da linha (comprimentos, posições e números de derivações).

No entanto, a necessidade econômica de manutenção das derivações nas linhas está motivando o desenvolvimento de equalizadores

para compensar o efeito destas derivações, com técnicas baseadas em filtros digitais adaptativos [8].

A concepção de um sistema de transmissão digital para as linhas de assinante, exige uma análise extensiva das técnicas potenciais de transmissão, quando aplicadas nas condições particulares da rede existente. Entre os principais objetos de análise encontram-se as técnicas para operação bidirecional (full-duplex) a dois-fios, a variedade de alternativas de códigos de linha, estruturas e algoritmos de equalizadores e canceladores de eco, etc. Assim, os estudos para transmissão digital na linha de assinante impõem o uso de simulação computacional como método de análise.

O Depto. de Telemática da FEE - UNICAMP mantém um convênio de pesquisa com a TELEBRÁS, através de seu Centro de Pesquisa e Desenvolvimento (CPqD) de Campinas, para o desenvolvimento de modelamentos e ferramentas para a simulação, aplicadas ao estudo da digitalização da linha de assinante. O objetivo deste convênio é o de gerar suportes para os trabalhos de especificações e implementações que estão sendo realizados no CPqD.

Neste artigo apresenta-se um pacote de programas de simulação denominado de Simulador de Linhas de Assinantes (SLA), para o estudo da transmissão digital através das linhas de assinantes.

Este simulador incorpora as ferramentas básicas para a simulação de uma linha de assinante genérica excitada por pulsos, bem como para calcular o espectro de potência de sinais digitais para a construção de diagramas de olhos, para análise e síntese de filtros adaptativos para a equalização e cancelamento de eco.

2. TRANSMISSÃO BIDIRECIONAL

Para que o estabelecimento da transmissão digital aos assinantes seja economicamente atrativo, ele deve ser feito através das linhas de assinante existentes, implicando que o sistema de transmissão deva operar bidirecionalmente a dois-fios.

Este fato coloca o problema de como providenciar a separação dos dois canais em cada terminal da linha.

Há duas alternativas principais sendo estudadas e adotadas, cada uma com vantagens e desvantagens que devem ser analisadas na fase de especificação do sistema.

1) A primeira alternativa consiste em separar os dois sentidos de transmissão, multiplexando-os no tempo [9, 10, 11, 12].

A Fig. 1 ilustra o princípio de operação desta técnica, esquematizando de forma simplificada um dos terminais da linha (assinante ou central local).

A informação digital a ser transmitida é dividida em pacotes que são comprimidos no tempo e transmitidos periodicamente. Entre a transmissão de um pacote e outro, existe um

intervalo de tempo para recebimento do pacote transmitido do terminal distante que opera no mesmo esquema.

No terminal receptor os pacotes recebidos são expandidos para a taxa original (taxa de informação).

Assim, cada terminal opera como num jogo de ping-pong, transmitindo e recebendo surtos de dados intercalados no tempo.

Em decorrência, esta técnica é denominada da "ping-pong" ou TCM Time Compression Multiplexing.

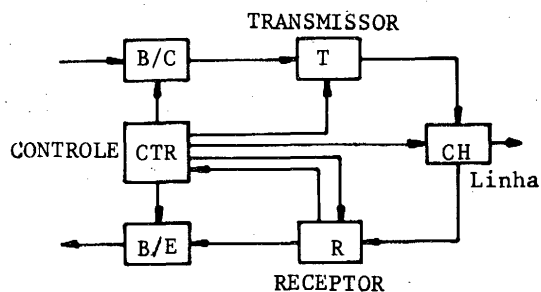


Fig. 1 - Transmissão Digital na Linha de Assinante com Multiplexação Temporal dos sentidos de Transmissão.

B/C : Buffer com Compressão Temporal dos bits de informação.

B/E : Buffer com Expansão Temporal.

CH : Chave que Inibe o Receptor durante a Transmissão.

Este esquema de transmissão tem uma grande motivação: com uma operação síncrona na transmissão dos surtos de dados, isto é, fazendo-se com que eles sejam transmitidos na mesma direção em todos os pares simultaneamente, elimina-se o efeito do ruído de diafonia [9, 13] que é um dos fatores de degradação de um sistema de transmissão digital através de cabos multipares.

2) A segunda alternativa para transmissão digital bidirecional tem como principal motivação a manutenção da taxa de transmissão igual à taxa de informação, obtendo assim, menor perda por inserção (atenuação) que no sistema TCM. Esta alternativa é denominada de técnica ou modo de transmissão com híbrida [9, 11, 14] e é baseada no sistema convencional analógico, em que se estabelece um circuito virtual a quatro-fios, com híbridas nas duas terminações separando os dois sentidos de transmissão.

Tal arranjo exige o casamento de impedâncias entre a estrutura de balanceamento da híbrida e a linha de assinante em toda a faixa de frequências necessárias para o sistema digital.

Esta tarefa é complexa, pois, nesta faixa de frequências a impedância das linhas empregadas na rede telefônica não é constante, e varia com as configurações das linhas.

Para compensar o baixo desempenho da híbrida devido ao descasamento de impedâncias com a linha, esta técnica utiliza um sistema de compensação denominado cancelador de eco

[11].

A Fig. 2 mostra um diagrama de blocos simplificado deste sistema; uma unidade idêntica é usada no terminal oposto da linha.

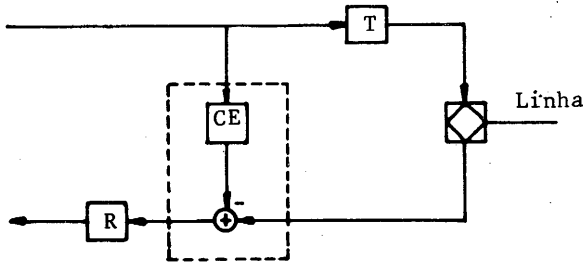


Fig. 2 - Transmissão Digital pela Técnica Híbrida.

- T : Filtro de Transmissão.
- R : Equalizador.
- CE : Cancelador de eco.

O transmissor está continuamente transmitindo, em contraste com a técnica TCM. Parte significativa da potência do sinal transmitido é acoplada, ao lado da recepção da híbrida, constituindo-se no eco.

3. MODELAMENTO DO CANAL DE TRANSMISSÃO

A transmissão bidirecional na linha de assinante deve ser a dois-fios. Deve-se, portanto, providenciar a separação dos sinais nos dois sentidos de transmissão, em cada terminal da linha.

Considerando-se um dos dois sentidos de transmissão, pode-se modelar o canal de transmissão como um sistema linear, invariante no tempo, estável e com a estrutura mostrada na Fig. 3, onde $F(\omega)$, $H_T(\omega)$, $H_R(\omega)$, $H_E(\omega)$, $G(\omega)$ são as funções de transferência da linha, da híbrida na transmissão, na recepção e de eco, e do filtro de recepção, respectivamente.

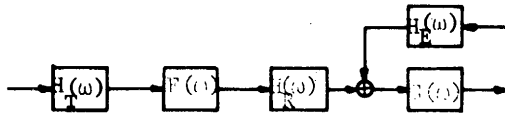


Fig. 3 - Modelo do Canal de Transmissão.

3.1 - LINHA DE ASSINANTE

A função $F(\omega)$, de uma linha de assinante, é obtida pela concatenação dos modelos das suas seções homogêneas [5]. Cada seção de linha homogênea é caracterizada por duas funções complexas: [3, 5]

- constante de propagação: $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$
- impedância característica: $Z_C(\omega)$

Estas funções relacionam-se com os parâmetros distribuídos r , ℓ , g e c (respectivamente,

resistência, indutância, condutância e capacitância distribuídas) da linha homogênea, pelas seguintes expressões: [3, 5]

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(r+j\omega\ell) \cdot (g+j\omega c)} \quad (1)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{r+j\omega\ell}{g+j\omega c}} \quad (2)$$

Na transmissão digital na linha de assinante, a faixa de frequências necessárias para o modelo estende-se de 0 a 1000 KHz [1].

O valor da capacitância distribuída de um cabo telefônico quase não varia com a frequência. Já os parâmetros r , ℓ e g são funções extremamente complexas da frequência [3].

Particionando-se a faixa de frequência 0 - 1000 KHz nas faixas 0 - 10 KHz e 10 - 1000 KHz, pode-se simplificar o modelamento.

Na faixa 0 - 10 KHz os parâmetros r , ℓ e g podem ser considerados constantes (parâmetros da faixa de voz) [5].

Na faixa de 10 - 1000 KHz é conveniente utilizar-se um modelo parametrizado para as funções $\alpha(\omega)$, $\beta(\omega)$ e $Z_C(\omega)$ em substituição ao modelo fenomenológico (efeitos pelicular, de perdas no dielétrico, etc). [5]

Através de regressão multivariável de medidas e utilizando-se as expressões assintóticas (3), (4), (5) e (6) obtêm-se os parâmetros α_0 , α_1 e α_2 mostrados na tabela 1.

$$\alpha(\omega) = \alpha_0 + \alpha_1\sqrt{\omega} + \alpha_2\omega \quad (3)$$

$$\beta(\omega) = \beta_1\sqrt{\omega} + \beta_2\omega \quad (4)$$

$$Z_C(\omega) = \frac{\beta(\omega)}{\omega C} - j \frac{\alpha(\omega)}{\omega C} \quad (5)$$

$$\text{com } \beta_1 = \alpha_1 \text{ e } \beta_2 = C|Z_C(\infty)| \quad (6)$$

BIT. AWG	α_0 [$\frac{1}{\text{Km}}$]	$\alpha_1 \times 10^3$ [$\frac{(\text{s}/\text{rd})^{1/2}}{\text{Km}}$]	$\alpha_2 \times 10^7$ [$\frac{(\text{s}/\text{rd})}{\text{Km}}$]	C [nF]	$ Z_C(\infty) $ [ohm]
26	0.458	1.063	0.727	50	112
24	0.402	0.694	1.327	50	109
22	0.245	0.385	2.128	50	105
19	0.123	0.272	1.745	50	99

Tabela 1 - Parâmetros do modelo de linhas homogêneas.

Uma vez determinada as funções $\gamma(\omega)$ e $Z_C(\omega)$ a função de transferência de uma seção homogênea da linha de assinante é dada por:

$$F_S(\omega) = (1+\rho) \frac{\exp(-\gamma d)}{1+\rho \exp(-2\gamma d)} \quad (7)$$

onde ρ é seu coeficiente de reflexão e d seu comprimento.

3.2 - HÍBRIDAS

Uma híbrida é um dispositivo de quatro portas em que em cada uma delas está conectada: um transmissor, um receptor, uma linha de assinante e uma impedância de balanceamento (rede de equilíbrio).

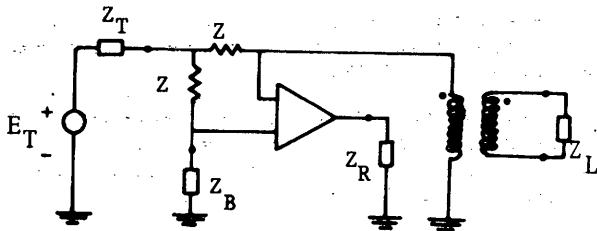


Fig. 4 - Híbrida Típica usada na Transmissão Digital.

Na Fig. 4 o par (E_T, Z_T) representa o transmissor. Z_L, Z_B, Z_H e Z_R são as impedâncias da linha de assinante, de balanceamento, de entrada da híbrida e do receptor respectivamente. As equações para a híbrida.

$$H_T(\omega) = \frac{Z + Z_B}{Z + Z_B + Z_T} \quad (8)$$

$$H_R(\omega) = \frac{Z(Z + Z_B + 2Z_T)}{Z(Z + Z_B + 2Z_T) + Z_T + Z_B} \quad (9)$$

$$H_E(\omega) = \frac{Z(Z_L - Z_B)}{(Z + Z_L)(Z + Z_B) + Z_T(2Z + Z_B + Z_L)} \quad (10)$$

$$Z_H(\omega) = Z + \frac{Z_T(Z + Z_B)}{Z_T + Z_B + Z} \quad (11)$$

4. PULSOS

Seja a função real $y(t)$, a função complexa $Y(\omega)$, as constantes reais e positivas B, τ e T e as constantes inteiras M e N tais que:

a) $\int_{-\infty}^{+\infty} y^2(t) dt \approx \int_0^T y^2(t) dt$ finitas

b) $Y(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \exp(-j\omega t) dt$

com $|Y(\omega)| = 0$ para $|\omega| > 2\pi B$

c) $\tau < T$ e $N = 2^M > 2BT$

O problema que se considera é a determinação numérica de $y(t)$ a partir de $Y(\omega)$ dada por:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} Y(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (12)$$

Seja $y_k = y(k\Delta t)$, então

$$y_k = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} Y(m\Delta\omega) \exp(jm\Delta\omega k\Delta t) \quad (13)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$\text{com } \Delta\omega = \frac{2\pi}{T}; \Delta t = \frac{T}{N}$$

$$\text{pois } \sum_{m=-\infty}^{+\infty} y(t+mT) = y(t) \text{ para } 0 < t < T$$

e é periódica de período T .

$$\text{Definindo-se } W_N = \exp(j \frac{2\pi}{N}) \text{ e}$$

$$Y_n = Y(n \cdot \Delta\omega)$$

tem-se:

$$y_k = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} Y_n \cdot W_N^{nk} \quad (14)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

pois,

$$Y(\omega) = 0 \text{ para } |\omega| > 2\pi B$$

A equação (14) define a transformada discreta de Fourier de N pontos [7] e pode ser reescrita como:

$$y_{2k} = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N/2-1} [Y_n + Y_{N/2-n}] W_{N/2}^{nk}$$

$$y_{2k+1} = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N/2-1} [Y_n - Y_{N/2-n}^*] W_{N/2}^{nk} \quad (15)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

Definindo-se

$$x_k = y_{2k} + j y_{2k+1}$$

$$x_k = [Y_k + Y_{N/2-k}^*] + j W_N^k [Y_k - Y_{N/2-k}^*]$$

tem-se

$$x_k = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N/2-1} X_n \cdot W_{N/2}^{nk} \quad (16)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

A equação (16) define uma transformada de Fourier discreta de $N/2$ pontos. As expressões (14) e (16) prestam-se ao uso de algoritmos de transformada rápida [7]. Entretanto, é importante salientar que a expressão (16) apresenta uma economia adicional de aproximadamente 50% de esforço computacional em relação à (14), tanto no cálculo de y_k como na avaliação de Y_n .

5. RESULTADOS E CONCLUSÕES

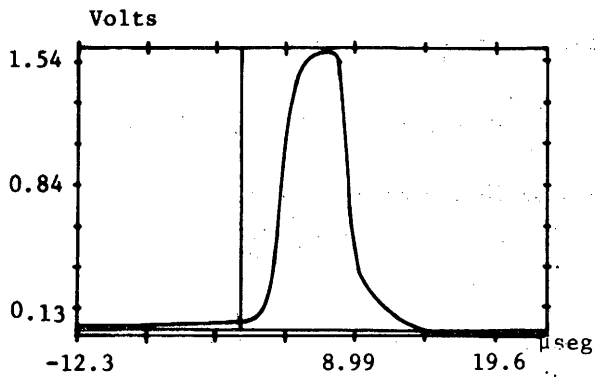


Fig. 5 - Pulso na recepção de uma linha homogênea, bitola 22 AWG, 1 Km de extensão, terminada na recepção com uma resistência de 100 ohms e na transmissão com um gerador de impedância nula. Pulso transmitido: retangular com 5 volts de pico e largura de 5 µseg.

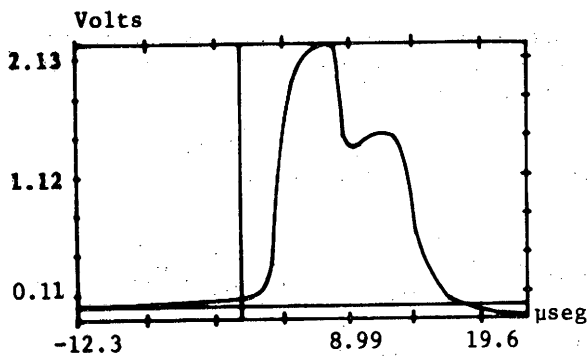


Fig. 6 - Pulso na recepção de uma linha não homogênea composta de dois trechos em cascata e de um trecho em derivação central, cada trecho de bitola 22 AWG e 500m de comprimento. Casado na recepção e com um gerador de impedância nula na transmissão. Pulso transmitido: retangular, 5 volts, 5 µseg.

As figuras 5 e 6 ilustram pulsos na recepção em duas situações da linha de assinante. É importante notar-se que estes pulsos são bastante realistas contendo atenuações e distorções típicas das linhas telefônicas.

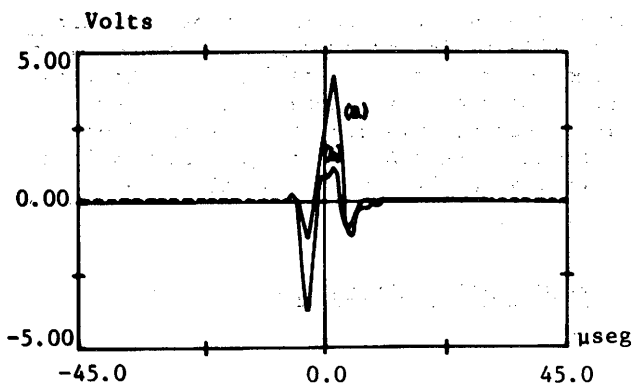


Fig. 7 - Pulsos de eco na recepção de uma linha homogênea 22 AWG, 1 Km de extensão. Terminada na transmissão com um gerador de

impedância de 100 ohms e na recepção com uma híbrida ativa balanceada com (a) 100 ohms e com (b) rede de equilíbrio $R_S = 105$ ohms, $R_p = 210$ ohms, $C_p = 101$ nF. Pulso transmitido: retangular simétrico, 10 volts pico a pico e duração de 10 µseg.

A figura 7 exemplifica, para uma linha de bitola 22 AWG, a atenuação conseguida com uma rede de equilíbrio.

Deve-se realçar que esta atenuação vem no sentido de auxiliar os canceladores de eco que devem ser usados nas transmissões bidirecionais simultâneas.

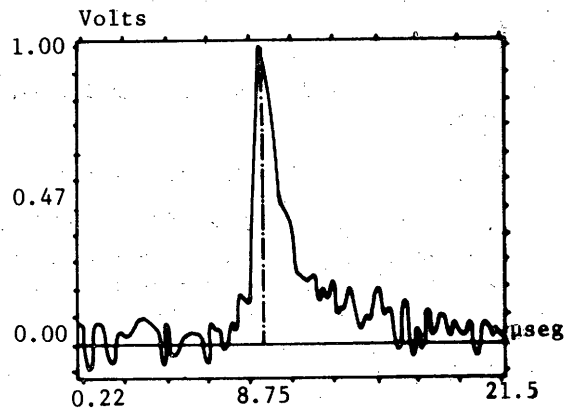


Fig. 8 - Respostas Impulsiva Típica de uma Linha 22 AWG, 1 Km de extensão, com ruído gaussiano branco.

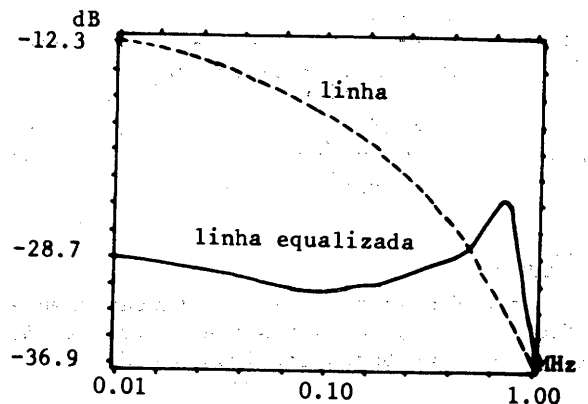


Fig. 9 - Resposta em frequência de uma linha 22 AWG, 1 Km de extensão, equalizada com um filtro digital com 4 polos e 2 zeros.

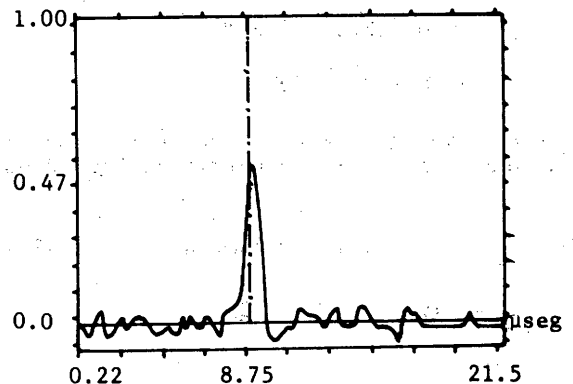


Fig. 10 - Resposta Impulsiva na saída da linha equalizada.

Os estudos para a implantação de transmissão digital nas linhas de assinante estão desenvolvendo-se rapidamente em todo o mundo.

A simulação mostrou-se presente, em que se todos os trabalhos que tratam deste assunto, enfatizando a importância desta nos estudos de transmissão digital nas linhas de assinante.

Nota-se que com o avanço e barateamento da tecnologia de circuitos digitais as tendências estão dirigindo-se para o emprego de equalizadores e canceladores de eco adaptativos.

Isto vem praticamente acabar com o problema das derivações, e torna o sistema que opera com híbrida mais atrativo, pela menor taxa de transmissão em que opera.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M.G. de Almeida; J.P. de Freitas e I. S. Bonatti, Híbridas Telefônicas: Simulação, RT-36, FEE-UNICAMP, Fev./87.
- [2] L.F. Baptistella, Rede Digital de Serviços Integrados: As Conclusões do CCITT no Período 1981/1984, Anais do Segundo Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Campinas, Set./84.
- [3] W.L. Everitt and G.E. Anner, Communication Engineering, McGraw-Hill, Inc. Tokyo, 1956.
- [4] J.P. de Freitas, I.S. Bonatti, J.C. Gommel e S. Motoyama, Digitalização da Linha de Assinante: Aspectos de sua Evolução e dos Problemas de Transmissão, RT-14, FEC-UNICAMP, Jan./85.
- [5] J.P. de Freitas, Digitalização da Linha de Assinante: Modelamento e Simulação, Tese de Mestrado, FEC-UNICAMP, Mar./85.
- [6] J.P. de Freitas e I.S. Bonatti, Híbridas Telefônicas: Análise, RT-33, FEE-UNICAMP, Out./86.
- [7] A.V. Oppenheim; R.W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice-Hall, 1975.
- [8] T. Suzuki et. al., Line Equalizer for a digital Subscriber Loop Employing Switched Capacitor Technology, IEEE Trans. on Comm., vol. com-30, num. 9, Sept. 1982, pp. 2074-2082.
- [9] S.V. Ahamed, et. al., A Tutorial on Two-Wire Digital Transmission in the Loop Plant, IEEE Trans. on Comm., vol. comm-29, num. 11, Nov. 1981, pp. 1554-1564.
- [10] K. Habara; T. Aratani, Toward Local Network Digitalization: The view from Japan, IEEE Trans. on Comm., vol. com-28, num. 7, July 1980, pp. 956-966.
- [11] N. Holte; S. Stueflotten, A New Digital Echo Canceller for Two-Wire Subscriber Lines, IEEE Trans. on Comm., vol. com-28, num. 7, July 1980, pp. 976-982.
- [12] J. Meyer, et. al., A Digital Subscriber Set, IEEE Trans. on Comm., vol. com-27, num. 7, July 1979, pp. 11906-1103.
- [13] D. Sibbald, et. al., Digital Transmission over Existing Subscriber Cable, IEEE Trans. on Comm., vol. com-27, num. 6, June 1979, pp. 918-924.
- [14] S.V. Ahamed, Simulation and Design Studies of Digital Subscriber Lines, BSTJ, vol. 61, num 6, July-August 1982, pp.1003-1007.